

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

**07-123728**

**(43)Date of publication of application : 12.05.1995**

H02M 7/48

H02H 7/12

H02M 1/00

H02M 7/515

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(72)Inventor : TANAKA SHIGERU

## (54) SNUBBER ENERGY REGENERATING DEVICE

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To make the voltage discharging time of snubber capacitors sufficiently short without increasing the currents of self-extinguishing elements by connecting a constant-current source between the anodes of a first and a second regenerating diode and the cathodes of a third and fourth regenerating diode.

**CONSTITUTION:** A first and a second snubber circuit respectively composed of the serial circuits of snubber capacitors Cs1 and Cs2 and snubber diodes Ds1 and Ds2, which are respectively connected in parallel with a first and a second self-extinguishing element S1 and S2, are formed. Then a third and fourth snubber circuit respectively composed of the series circuits of snubber diodes Ds3 and Ds4 and snubber capacitors Cs3 and Cs4, which are respectively connected in parallel with a third and fourth self-extinguishing elements S3 and S4, are formed. In addition, a constant-current source CSUP is connected between the first and second regenerating diodes DR1 and DR2 of the first and second snubber circuits and the third and fourth regenerating diodes DR3 and DR4 of the third and fourth snubber circuits. Therefore, the energy of

the snubber capacitors CS1-CS4 can be regenerated.

## LEGAL STATUS

31.08.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

**3311115**

24.05.2002

**BEST AVAILABLE COPY**

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(51) Int. Cl. <sup>8</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M 7/48	K	9181-5H		
	C	9181-5H		
H 0 2 H 7/12	Z	9177-5G		
H 0 2 M 1/00	F	8325-5H		
7/515	C	9181-5H		

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平5-265294

(22) 出願日 平成5年(1993)10月25日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 田中 茂

東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝

府中工場内

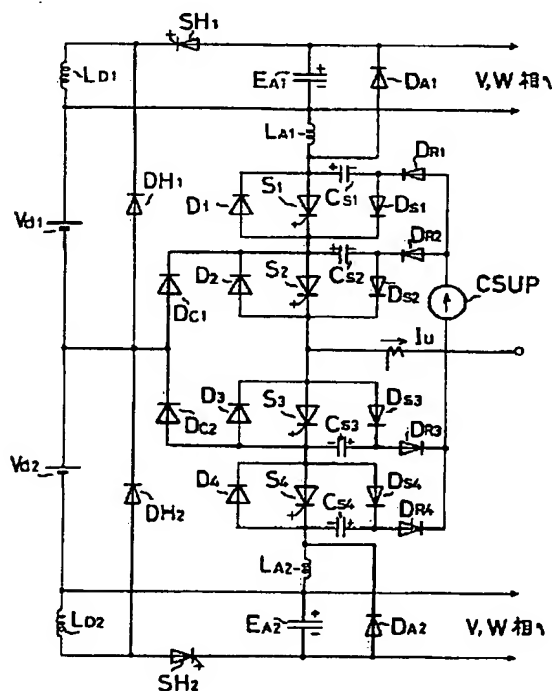
(74) 代理人 弁理士 則近 憲佑

## (54) 【発明の名称】 スナバエネルギー回生装置

## (57) 【要約】

【目的】 本発明は、3レベル出力以上のインバータのスナバ回路のエネルギーを回生するスナバエネルギー回生装置を提供することにある。

【構成】 第1、第2のGTOの第1、第2のスナバ回路は、スナバコンデンサとスナバダイオードの順で直列接続した回路で構成し、第3、第4のGTOの第3、第4のスナバ回路は、スナバダイオードとスナバコンデンサの順で直列接続した回路で構成した中性点クランプ式インバータにおいて、第1、第2のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第1、第2の回生用ダイオードと、第3、第4のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第3、第4の回生用ダイオードと、この第3、第4の回生用ダイオードのカソードと第1、第2の回生用ダイオードのアノードとの間に定電流源を設けたスナバエネルギー回生装置。



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

直流正母線と負母線との間に直列接続される 2 個の直流電源と、両端にアノードリアクトルを有し、前記直流正負母線間に接続される第 1 乃至第 4 の自己消弧素子の直列回路と、前記自己消弧素子にそれぞれ逆並列接続される帰還ダイオードと、直列接続点が前記直流電源の直列接続点に接続されカソードが前記第 2 の自己消弧素子のアノードに、アノードが前記第 3 の自己消弧素子のカソードに接続される第 1、第 2 のクランプ用ダイオードと、前記第 1、第 2 の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバコンデンサとスナバダイオードの順の直列接続回路から成る第 1、第 2 のスナバ回路と、前記第 3、第 4 の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバダイオードとスナバコンデンサの順の直列接続回路から成る第 3、第 4 のスナバ回路を備えた電圧形自励変換器において、前記第 1、第 2 のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第 1、第 2 の回生用ダイオードと、前記第 3、第 4 のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第 3、第 4 の回生用ダイオードと、この第 3、第 4 の回生用ダイオードのカソードと前記第 1、第 2 の回生用ダイオードのアノードとの間に接続される定電流源を具備したスナバエネルギー回生装置。

## 【請求項 2】

直流正母線と負母線との間に直列接続される  $N$  個 ( $N$  は 2 以上の整数) の直流電源と、両端にアノードリアクトルを有し、前記直流正負母線間に接続される第 1 乃至第  $M$  ( $M = 2N$ ) の自己消弧素子の直列回路と、前記自己消弧素子にそれぞれ逆並列接続される第 1 乃至第  $M$  の帰還ダイオードと、前記自己消弧素子の導通モードに応じて出力端子の電位を前記  $N$  個の直流電源の各接続点の電位にクランプする第 1 乃至第 ( $M - 2$ ) のクランプ用ダイオードと、前記第 1 乃至第  $N$  の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバコンデンサとスナバダイオードの順の直列接続回路から成る第 1 乃至第  $N$  のスナバ回路と、前記第 ( $N + 1$ ) 乃至第  $M$  の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバダイオードとスナバコンデンサの順の直列接続回路から成る第 ( $N + 1$ ) 乃至第  $M$  のスナバ回路を備えた電圧形自励変換器において、前記第 1 乃至第  $N$  のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第 1 乃至第  $N$  の回生用ダイオードと、前記第 ( $N + 1$ ) 乃至第  $M$  のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第 ( $N + 1$ ) 乃至第  $M$  の回生用ダイオードと、この第 ( $N + 1$ ) 乃至第  $M$  の回生用ダイオードのカソードと前記第 1 乃至第  $N$  の回生用ダイオードのアノードとの間に接続される定電流源を具備したスナバエネルギー回生装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、3 レベル以上の出力電圧を発生する電圧形自励変換器において、特に自己消弧素子のスイッチング動作に伴うスナバ回路のエネルギーを回生するスナバエネルギー回生装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】図 5 は、従来のスナバ回路を具備した 2 レベル出力の電圧形インバータの構成図である。図中、 $V_{d1}$ ,  $V_{d2}$  は電圧が  $V_{d1}$ ,  $V_{d2}$  の直流電圧源、 $S_1$ ,  $S_2$  は自己消弧素子、 $D_1$ ,  $D_2$  は帰還ダイオード、 $LA$  はアノードリアクトル、 $LOAD-U$  は負荷、 $Ds_1Ds_2$  はスナバダイオード、 $Cs_1$ ,  $Cs_2$  はスナバコンデンサ、 $Rs_1$ ,  $Rs_2$  はスナバ抵抗である。

【0003】このインバータの出力電圧  $V_u$  は、直流電源電圧を  $V_{d1} = V_{d2} = V_d / 2$  とした場合、

素子  $S_1$  がオン ( $S_2$  はオフ) のとき、 $V_u = +V_d / 2$

素子  $S_2$  がオン ( $S_1$  はオフ) のとき、 $V_u = -V_d / 2$

となる。従って、素子  $S_1$  のオン期間を長くすれば出力電圧  $V_u$  を正側に大きくすることができ、反対に、素子  $S_2$  のオン期間を長くすれば出力電圧  $V_u$  を負側に大きくすることができる。

【0004】インバータの出力電圧を調整する方法として、パルス幅変調制御 (PWM 制御) が一般に良く知られている。PWM 制御により、負荷  $LOAD-U$  に可変電圧可変周波数の交流電力を供給することができ、交流電動機を駆動する電力変換器などに広く用いられている。

【0005】インバータの構成素子  $S_1$ ,  $S_2$  として、ゲートターンオフサイリスタ (GTO) 等の自己消弧素子 (以後、単に素子と記す) が使われる。アノードリアクトル  $LA$  は素子  $S_1$ ,  $S_2$  の電流変化率 ( $di/dt$ ) を抑制し、素子  $S_1$ ,  $S_2$  が壊れるのを防止している。

【0006】即ち、負荷電流  $I_u$  が図示の方向に流れている場合、素子  $S_1$  がオフしたとき電流  $I_u$  はダイオード  $D_2$  を通って流れる。アノードリアクトル  $LA$  は、素子  $S_1$  がオンしたとき帰還ダイオード  $D_2$  がオフ状態になるまで、直流電源  $V_d$  による短絡電流が増大するのを抑制する働きをする。

【0007】同様に、負荷電流  $I_u$  が図示と反対方向に流れている場合、素子  $S_2$  がオフしたとき電流  $I_u$  はダイオード  $D_1$  を通って流れる。アノードリアクトル  $LA$  は、素子  $S_2$  がオンしたとき帰還ダイオード  $D_1$  がオフ状態になるまで、直流電源  $V_d$  による短絡電流が増大するのを抑制する働きをする。

【0008】スナバ回路は素子  $S_1$  又は  $S_2$  がオフしたとき、アノードリアクトル  $LA$  や配線のインダクタンス分によって発生するサージ電圧を吸収する役目をする。

即ち、スナバ回路が無い場合、素子  $S_1$  がオフすると、

3

負荷電流  $I_L$  は前述のように帰還ダイオード  $D_2$  を介して循環するが、アノードリアクトル  $LA$  に負荷電流が流れ込むとき、 $LA \cdot (di/dt)$  の電圧が発生し、素子  $S_1$  に過大な電圧が印加され、素子を破壊してしまう。スナバ回路を接続することにより、素子  $S_1$  がオフしたとき、アノードリアクトル  $LA$  のエネルギーはダイオード  $D_{s1}$  を介してスナバコンデンサ  $Cs_1$  に蓄積され、コンデンサ  $Cs_1$  を図示の極性に充電する。コンデンサ  $Cs_1$  に充電された電圧は、素子  $S_1$  が次にオンした時抵抗  $R_{s1}$  を介して放電し、その次のターンオフに備える。素子  $S_2$  のスナバ回路も同様に動作する。この従来のスナバ回路では、スナバコンデンサ  $Cs_1$ 、 $Cs_2$  に蓄積されたエネルギーは全て抵抗  $R_{s1}$ 、 $R_{s2}$  によって消費され、熱となってしまう。この熱損失は素子  $S_1$ 、 $S_2$  のスイッチング周波数に比例し、チョップ装置やインバータ装置の変換効率を低下させるだけでなく、装置寸法を増大させる欠点がある。同時に、大容量機ともなると、その冷却法も難しくなってくる。

【0009】これを解決するためにスナバエネルギーの回生法が例えば特公昭62-15023号公報、或いは *U. S. Pat. 4, 566, 051* で提案されている。一方、インバータの出力電圧として、(+, 0, -) の3レベルの電圧が得られる中性点クランプ式インバータ等が開発され、大容量の交流可変速モータの電源等に使われるようになってきた。

【0010】図6は、この中性点クランプ式インバータに従来のスナバ回生装置を適用した場合の構成図を示す。図中、 $V_{d1}$ 、 $V_{d2}$  は電圧が  $V_{d1}$ 、 $V_{d2}$  である直流電圧源、 $S_1$  乃至  $S_4$  は素子、 $D_1$  乃至  $D_4$  は帰還ダイオード、 $D_{c1}$ 、 $D_{c2}$  はクランプ用ダイオード、 $LA_1$ 、 $LA_2$  はアノードリアクトル、 $LOAD-U$  は負荷、 $D_{s1}$  乃至  $D_{s4}$  はスナバダイオード、 $Cs_1$  乃至  $Cs_4$  はスナバコンデンサ、 $R_{s2}$ 、 $R_{s3}$  はスナバ抵抗、 $E_{01}$ 、 $E_{02}$  は補助電源、 $D_{01}$ 、 $D_{02}$  は回生用ダイオードである。

【0011】中性点クランプ式インバータは素子  $S_1$  ～  $S_4$  が2個ずつオンし、3レベルの出力電圧を発生する。即ち、このインバータの出力電圧  $V_u$  は、直流電源電圧を  $V_{d1} = V_{d2} = V_d / 2$  とした場合、素子  $S_1$  と  $S_2$  がオン ( $S_3$ 、 $S_4$  はオフ) のとき、 $V_u = +V_d / 2$

素子  $S_2$  と  $S_3$  がオン ( $S_1$ 、 $S_4$  はオフ) のとき、 $V_u = 0$

素子  $S_3$  と  $S_4$  がオン ( $S_1$ 、 $S_2$  はオフ) のとき、 $V_u = -V_d / 2$

となる。素子が3個同時にオンすると、電源短絡を起こし、素子を壊してしまう。故に、素子  $S_1$  と  $S_3$  は逆動作をさせ、同時にオンしないようにゲート信号を与え、又、素子  $S_2$  と  $S_4$  は逆動作をさせ、同時にオンしないようにゲート信号を与えている。

【0012】素子  $S_1$  のスナバ回生回路は次のように動

4

作する。即ち、素子  $S_1$  がオフすると、リアクトル  $LA_1$ 、 $LA_2$  等のエネルギーはスナバコンデンサ  $Cs_1$  に蓄えられる。この結果、スナバコンデンサ  $Cs_1$  は図示の極性に充電される。このとき、コンデンサ  $Cs_1$  に印加される電圧  $V_{c1}$  は電源電圧  $V_{d1}$  と上記補助電源  $E_{01}$  の和にほぼ等しくなる。次に、素子  $S_1$  がオンすると、コンデンサ  $Cs_1$  の電圧は回生用ダイオード  $D_{01}$  → 補助電源  $E_{01}$  → アノードリアクトル  $LA_1$  → 素子  $S_1$  → スナバコンデンサ  $Cs_1$  の回路で放電する。この時、流れる電流は  $Cs_1$  と  $LA_1$  による共振電流  $I_R$  である。コンデンサ  $Cs_1$  の電圧  $V_{c1}$  が零になったところで放電が完了する。その、電流  $I_R$  は、リアクトル  $LA_1$  → スナバダイオード  $D_{s1}$  → 回生用ダイオード  $D_{01}$  → 補助電源  $E_{01}$  → リアクトル  $LA_1$  の経路で流れ、エネルギーが補助電源  $E_{01}$  に回生される。

【0013】補助電源  $E_{01}$  は回生能力のある直流電源で、例えば、直流コンデンサに一旦エネルギーを蓄積し、該直流電力をPWM制御インバータで交流電力に変換する。該交流電力をトランスを介して交流電源に回生する方法と、更に、整流器で直流に変換して主回路の直流電源  $V_d$  に回生する方法が考えられる。いずれの場合も直流電圧  $E_{01}$  が一定になるようにPWM制御インバータによって制御される。補助電源の電圧  $E_{01}$  は、通常、主回路の直流電源電圧  $V_d$  より1桁程度低い値に選ばれる。なぜなら、補助電源の電圧  $E_{01}$  をあまり高くすると、素子  $S_1$  がオフしたときスナバコンデンサ  $Cs_1$  に印加される電圧  $V_{c1}$  が高くなり、結果的に素子  $S_1$  の印加電圧も高くなって耐圧の高い素子が必要になってしまうためである。

【0014】素子  $S_4$  のスナバ回生回路も同様に動作する。また、素子  $S_2$  と  $S_3$  は補助電源  $E_{01}$  あるいは  $E_{02}$  にエネルギーを回生することが難しいので、従来のスナバ回路を用い、抵抗  $R_{s2}$ 、 $R_{s3}$  にエネルギーを消費させる。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】この従来のスナバ回生装置は次のような問題点がある。即ち、素子  $S_1$  がオンすると、 $V_{c1} - E_{01}$  の電圧がアノードリアクトル  $LA_1$  に印加され、次式で示されるようなコンデンサ  $Cs_1$  とアノードリアクトル  $LA_1$  による共振電流  $I_R$  が流れる。

【0016】

$$I_R = (Cs_1 / LA_1) \cdot (V_{c1} - E_{01}) \cdot \omega R t$$
 ここで、 $\omega R$  は共振角周波数である。例えば、 $V_{d1} = V_{d2} = 2,000 \text{ V}$ 、 $Cs = 6 \mu\text{F}$ 、 $LA = 15 \mu\text{H}$  とすると、 $V_{c1} - E_{01} = V_{d1}$  であるから、 $I_R$  の最大値は、1,265Aになる。素子  $S_1$  には、この共振電流  $I_R$  に加えて負荷電流  $I_L$  も流れる。負荷電流を  $I_L = 1,500\text{A}$  とすると、素子  $S_1$  がオンしたときに流れる電流の最大値は、2,765Aにもなってしまう。

【0017】このように、従来のインバータのスナバエネルギー回生装置では、スナバコンデンサ  $Cs_1$  の電圧を放電させる時に過大な電流を素子  $S_1$  に流すことになり、

その分素子の電流容量を大きくせざるを得なくなる。主回路を構成する素子の電流容量を増加させることは、装置のコストを高くするだけでなく、素子の損失を増加させ、形状寸法を増大させてしまうことにつながる。

【0018】また、中性点クランプ式インバータでは、素子S2とS3のスナバコンデンサCs2、Cs3のエネルギーを補助電源E01、E02に回生することが難しく、図6に示すようにスナバ抵抗Rs2、Rs3にエネルギーを消費させていた。そのため、従来のスナバ回路の問題点である

10 運転効率の低下および冷却装置の増加が本質的に解決されない欠点があった。

【0019】本発明は、前述の点に鑑みなされたものであって多レベル出力のインバータ或いはコンバータにおいて、該インバータ或いはコンバータを構成する全ての素子のスナバコンデンサのエネルギーを回生できるようにし、かつ、素子のターンオン時の電流増加を抑制したスナバエネルギー回生装置を提供することを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明のスナバエネルギー回生装置は、直流正母線と負母線との間に直列接続される2個の直流電源と、両端にアノードリアクトルを有し、前記直流正負母線間に接続される第1乃至第4の自己消弧素子の直列回路と、前記自己消弧素子にそれぞれ逆並列接続される帰還ダイオードと、直列接続点が前記直流電源の直列接続点に接続されカソードが前記第2の自己消弧素子のアノードに、アノードが前記第3の自己消弧素子のカソードに接続される第1、第2のクランプ用ダイオードと、前記第1、第2の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバコンデンサとスナバダイオードの順の直列接続回路から成る第1、第2のスナバ回路と、前記第3、第4の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバダイオードとスナバコンデンサの順の直列接続回路から成る第3、第4のスナバ回路を備えた電圧形自励変換器において、前記第1、第2のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第1、第2の回生用ダイオードと、前記第3、第4のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第3、第4の回生用ダイオードと、この第3、第4の回生用ダイオードのカソードと前記第1、第2の回生用ダイオードのアノードとの間に接続される定電流源を具備したことを特徴とするものである。

【0021】又、本発明の他のスナバエネルギー回生装置は、直流正母線と負母線との間に直列接続されるN個

(Nは2以上の整数)の直流電源と、両端にアノードリアクトルを有し、前記直流正負母線間に接続される第1乃至第M(M=2N)の自己消弧素子の直列回路と、前記自己消弧素子にそれぞれ逆並列接続される第1乃至第Mの帰還ダイオードと、前記自己消弧素子の導通モードに応じて出力端子の電位を前記N個の直流電源の各接続

点の電位にクランプする第1乃至第(M-2)のクランプ用ダイオードと、前記第1乃至第Nの自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバコンデンサとスナバダイオードの順の直列接続回路から成る第1乃至第Nのスナバ回路と、前記第(N+1)乃至第Mの自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバダイオードとスナバコンデンサの順の直列接続回路から成る第(N+1)乃至第Mのスナバ回路を備えた電圧形自励変換器において、前記第1乃至第Nのスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第1乃至第Nの回生用ダイオードと、前記第(N+1)乃至第Mのスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第(N+1)乃至Mの回生用ダイオードと、この第(N+1)乃至Mの回生用ダイオードのカソードと前記第1乃至第Nの回生用ダイオードのアノードとの間に接続される定電流源を具備したことを特徴とするものである。

【0022】

【作用】前述のように構成された、本発明のスナバエネルギー回生装置は、電圧形自励変換器を構成する自己消弧素子のスナバコンデンサのエネルギーを定電流源を介して回生するものである。

【0023】即ち、第1、第2の自己消弧素子がオンしている状態を(+)出力モード、第2、第3の自己消弧素子がオンしている状態を(0)出力モード、第3、第4の自己消弧素子がオンしている状態を(-)出力モード、とすれば、(0)出力モードから(+)出力モードに変化する時は、第1のスナバコンデンサCs1のエネルギー(電荷)は、第1のスナバコンデンサCs1→第2の自己消弧素子(S2)→第3のスナバダイオードDs3→第3の回生ダイオードDR3→定電流源CSUP→第1の回生ダイオードDR1→第1のスナバコンデンサCs1の経路で回生される。

【0024】(+)出力モードから(0)出力モードに変化する時は、第3のスナバコンデンサCs3のエネルギー(電荷)は、第3のスナバコンデンサCs3→第3の回生ダイオードDR3→定電流源CSUP→第2の回生用ダイオードDR2→第2のスナバダイオードDs2→第3の自己消弧素子S3→第3のスナバコンデンサCs3の経路で回生される。

【0025】(0)出力モードから(-)出力モードに変化する時は、第4のスナバコンデンサCs4のエネルギー(電荷)は、第4のスナバコンデンサCs4→第4の回生ダイオードDR4→定電流源CSUP→第2の回生用ダイオードDR2→第2のスナバダイオードDs2→第3の自己消弧素子S3→第4の自己消弧素子S4→第4のスナバコンデンサCs4の経路で回生される。

【0026】(-)出力モードから(0)出力モードに変化する時は、第2のスナバコンデンサCs2のエネルギー(電荷)は、第2のスナバコンデンサCs2→第2の自己

消弧素子 S2 → 第2のスナバダイオードDs2 → 第3の回生用ダイオードDR3 → 定電流源CSUP → 第2の回生用ダイオードDR2 → 第2のスナバコンデンサCs2の経路で回生される。

【0027】このように、出力モードが変化する毎にスナバコンデンサは1個ずつ放電することになり定電流源CSUPとしては、1個のスナバコンデンサの放電電流を制御するだけの容量で良い。

【0028】又、本発明の他のスナバエネルギー回生装置は、4レベル以上の出力を発生する電圧形自励変換器のスナバエネルギーを回生するものである。例えば、4レベル出力の電圧形自励変換器においては、第1、第2、第3の自己消弧素子がオンしている状態を+Vd/2 出力モード、第2、第3、第4の自己消弧素子がオンしている状態を+Vd/6 出力モード、第3、第4、第5の自己消弧素子がオンしている状態を-Vd/6 出力モード、第4、第5、第6の自己消弧素子がオンしている状態を-Vd/2 出力モード、とすれば、第1、第2、第3の自己消弧素子がオンしている状態から第2、第3、第4の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第4の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第4のスナバコンデンサCs4が放電する。

【0029】又、第2、第3、第4の自己消弧素子がオンしている状態から第3、第4、第5の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第5の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第5のスナバコンデンサCs5が放電する。

【0030】更に、第3、第4、第5の自己消弧素子がオンしている状態から第4、第5、第6の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第6の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第6のスナバコンデンサCs6が放電する。

【0031】更に又、第4、第5、第6の自己消弧素子がオンしている状態から第3、第4、第5の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第3の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第3のスナバコンデンサCs3が放電する。

【0032】このようにして、第2、第3、第4の自己消弧素子がオンしている状態から第1、第2、第3の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第1の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第1のスナバコンデンサCs1が放電する。

【0033】第4のスナバコンデンサCs4は、第4のスナバコンデンサCs4 → 第4の回生用ダイオードDR4 → 定電流源CSUP → 第3の回生用ダイオードDR3 → 第3のスナバダイオードDs3 → 第4の自己消弧素子S4 → 第4のスナバコンデンサCs4の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPを介して回生される。

【0034】又、第5のスナバコンデンサCs5は、第5のスナバコンデンサCs5 → 第5の回生用ダイオードDR5

→ 定電流源CSUP → 第3の回生用ダイオードDR3 → 第3のスナバダイオードDs3 → 第4の自己消弧素子S4 → 第5の自己消弧素子S5 → 第5のスナバコンデンサCs5の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPを介して回生される。

【0035】更に、第6のスナバコンデンサCs6は、第6のスナバコンデンサCs6 → 第6の回生用ダイオードDR6 → 定電流源CSUP → 第3の回生用ダイオードDR3 → 第3のスナバダイオードDs3 → 第4の自己消弧素子S4 → 第5の自己消弧素子S5 → 第6の自己消弧素子S6 → 第6のスナバコンデンサCs6の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPを介して回生される。

【0036】更に又、第3のスナバコンデンサCs3は、第3のスナバコンデンサCs3 → 第3の自己消弧素子S3 → 第4の自己消弧素子S4 → 第5の自己消弧素子S5 → 第6のスナバダイオードDs6 → 第6の回生用ダイオードDR6 → 定電流源CSUP → 第3の回生用ダイオードDR3 → 第3のスナバコンデンサCs3の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPを介して回生される。

【0037】以下同様にして、第1のスナバコンデンサCs1は、第1のスナバコンデンサCs1 → 第1の自己消弧素子S1 → 第2の自己消弧素子S2 → 第3の自己消弧素子S3 → 第4のスナバダイオードDs4 → 第4の回生用ダイオードDR4 → 定電流源CSUP → 第1の回生用ダイオードDR1 → 第1のスナバコンデンサCs1の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPを介して回生される。

【0038】このように本発明によれば、4レベル出力以上のインバータでも1つの定電流源を設置することにより、全ての自己消弧素子のスナバコンデンサのエネルギーを回生することができるようになり、かつ、スナバコンデンサの放電電流の値は定電流源の値に等しくなり、従来装置で問題となったような過大な共振電流（放電電流）は無くなる。

【0039】

【実施例】図1は本発明の電圧形自励変換器のスナバエネルギー回生装置の一実施例を示す構成図である。ここでは、3レベル出力のインバータについてスナバエネルギー回生装置を示す。

【0040】図中、Vd1, Vd2は電圧がVd1, Vd2の直流電源、LA1, LA2は電流抑制用アノードリアクトル、S1 ~ S4は素子、D1 ~ D4は帰還ダイオード、Dc1, Dc2はクランプ用ダイオード、Cs1 ~ Cs4はスナバコンデンサ、Ds1 ~ Ds4はスナバダイオード、EA1, EA2は定電圧源、DA1, DA2はアノードリアクトル電圧クランプ用ダイオード、DR1 ~ DR4は回生用ダイオード、CSUPは直流定電流源、SH1, SH2はチョップ用スイッチング素子、DH1, DH2はチョップ用ダイオード、LD1, LD2は直流リアクトルである。

【0041】3レベル出力インバータでは、素子S1 ~ S4が2個ずつオンする。即ち、直流電源電圧をVd1 =

$V_{d2} = V_d / 2$ とした場合、インバータの出力電圧  $V_u$  は、

素子  $S_1$  と  $S_2$  がオン ( $S_3$ ,  $S_4$  はオフ) の時、 $V_u = +V_d / 2$

素子  $S_2$  と  $S_3$  がオン ( $S_1$ ,  $S_4$  はオフ) の時、 $V_u = 0$

素子  $S_3$  と  $S_4$  がオン ( $S_1$ ,  $S_2$  はオフ) の時、 $V_u = -V_d / 2$

となる。

【0042】素子が3個同時にオンすると電源短絡を起こし、素子を壊してしまう。故に、素子  $S_1$  と  $S_3$  は逆動作をさせ、素子  $S_2$  と  $S_4$  は逆動作をさせ、同時にオンしないようにゲート信号を与える。

【0043】素子  $S_2$  と  $S_3$  がオンしたとき、負荷電流  $I_u$  の方向に関係なく出力端子  $U$  の電圧  $V_u$  はクランプ用ダイオード  $D_{c1}$ ,  $D_{c2}$  を介して直流電源の中心にクランプされるので、3レベル出力インバータを中性点クランプ式インバータとも呼んでいる。

【0044】アノードリアクトル  $LA_1$ ,  $LA_2$  は素子  $S_1 \sim S_4$  のいずれかがオンした時の電流変化率 ( $dv/dt$ ) を抑える役目をする。又、ダイオード  $DA_1$ ,  $DA_2$  及び定電圧源  $EA_1$ ,  $EA_2$  はアノードリアクトル  $LA_1$ ,  $LA_2$  のサージ電圧を抑える役目をする。

【0045】即ち、素子  $S_1$  と  $S_2$  がオンしている状態で、負荷電流  $I_u$  が図の矢印の方向に流れているとき、素子  $S_1$  がオフすると、負荷電流  $I_u$  はクランプ用ダイオード  $D_{c1}$  および素子  $S_2$  を介して流れ始める。その結果、アノードリアクトル  $LA_1$  に蓄積されたエネルギーによりサージ電圧が発生し、スナバコンデンサ  $Cs_1$  や素子  $S_1$  等の耐圧を脅かす恐れがある。しかし、サージ電圧が定電圧  $EA_1$  の電圧より高くなると、ダイオード  $DA_1$  が導通し、 $LA_1$  のエネルギーを定電圧源  $EA_1$  に回生し、サージ電圧を  $EA_1$  より大きくしないようにしている。定電圧源  $EA_1$  は主直流電源  $V_d$  の電圧より一桁程度小さい値に選ばれる。定電圧源  $EA_2$  およびダイオード  $DA_2$  も同様に動作する。

【0046】第1のチョップ回路 ( $SH_1$ ,  $DH_1$ ,  $LD_1$ ) は上記定電圧源  $EA_1$  に蓄積されたエネルギーを直流電源  $V_{d1}$  に回生する。即ち、電圧  $EA_1$  が上昇してきた場合、チョップ用スイッチング素子  $SH_1$  をオンし、直流リアクトル  $LD_1$  に流れる電流を増加させ、定電圧源  $EA_1$  のエネルギーを直流リアクトル  $LD_1$  に移す。電圧  $EA_1$  が低くなってきたらスイッチング素子  $SH_1$  をオフさせる。すると、直流リアクトル  $LD_1$  に流れていた電流は、 $LD_1 \rightarrow V_{d1} \rightarrow DH_1 \rightarrow LD_1$  の経路で流れ、直流リアクトル  $LD_1$  の蓄積エネルギーは直流電源  $V_{d1}$  に回生される。実際には、定電圧源  $EA_1$  として直流平滑コンデンサを用い、該コンデンサの印加電圧が一定になるようにチョップ回路を動作させる。同様に、第2のチョップ回路 ( $SH_2$ ,  $DH_2$ ,  $LD_2$ ) は第2の定電圧源  $EA_2$  に蓄積されたエネルギーを直流電源  $V_{d2}$  に回

生する。

【0047】次に、図1の装置のスナバエネルギーの回生動作を説明する。例えば、素子  $S_2$  と  $S_3$  がオンしている場合 (素子  $S_1$  と  $S_4$  はオフ)、スナバコンデンサ  $Cs_1$  と  $Cs_4$  には図示の極性の約 ( $V_d / 2$ ) の電圧が印加されている。このとき、直流定電流源  $CSUP$  の電流  $I_0$  は、 $CSUP \rightarrow DR_2 \rightarrow Ds_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR_3 \rightarrow CSUP$  の経路で流れている。

【0048】次に、素子  $S_3$  がオフし、素子  $S_1$  がオンすると、コンデンサ  $Cs_1$  の電圧によってダイオード  $Ds_1$ ,  $Ds_2$ ,  $DR_2$  が逆バイアスされ、電流  $I_0$  は、 $CSUP \rightarrow DR_1 \rightarrow Cs_1 \rightarrow S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR_3 \rightarrow CSUP$  の経路で流れ、コンデンサ  $Cs_1$  の電圧を放電させる。コンデンサ  $Cs_1$  の電圧  $V_{c1}$  が零になるまでの時間  $\Delta T_0$  は、電流  $I_0$  を一定値とした場合、次式のようになる。

【0049】 $\Delta T_0 = V_{c1} \cdot Cs_1 / I_0$

$V_{c1} = 2,000 \text{ V}$ ,  $Cs = 6 \mu\text{F}$ ,  $I_0 = 200 \text{ A}$  とした場合、 $\Delta T_0 = 60 \mu\text{sec}$  となる。

【0050】コンデンサ電圧  $V_{c1} = 0$  となったところで、再びスナバダイオード  $Ds_2$  が導通し、定電流源  $CSUP$  の電流  $I_0$  は、 $CSUP \rightarrow DR_2 \rightarrow Ds_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR_3 \rightarrow CSUP$  の経路で流れるようになる。この後いつでも素子  $S_1$  をオフしてもよい状態になっている。素子  $S_1$  としては、 $\Delta T_0 = 60 \mu\text{sec}$  の最少オン時間を確保すればよい。

【0051】素子  $S_1$  と  $S_2$  がオンしているとき、素子  $S_3$ ,  $S_4$  はオフで、スナバコンデンサ  $Cs_3$  と  $Cs_4$  に電圧が印加されている。この状態から、再び素子  $S_1$  がオフし、素子  $S_3$  がオンした場合、コンデンサ  $Cs_3$  の電圧  $V_{c3}$  によってダイオード  $Ds_3$  が逆バイアスされ、直流電流  $I_0$  は、 $CSUP \rightarrow DR_2 \rightarrow Ds_2 \rightarrow S_3 \rightarrow Cs_3 \rightarrow DR_3 \rightarrow CSUP$  の経路で流れるようになる。故に、コンデンサ  $Cs_3$  の電圧  $V_{c3}$  は定電流  $I_0$  で放電し、そのエネルギーは定電流源  $CSUP$  に回生される。コンデンサ電圧  $V_{c3} = 0$  となったところで、再びスナバダイオード  $Ds_3$  が導通し、定電流源  $CSUP$  の電流  $I_0$  は、 $CSUP \rightarrow DR_2 \rightarrow Ds_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR_3 \rightarrow CSUP$  の経路で流れるようになる。この後、いつでも素子  $S_3$  をオフしてもよい状態になっている。

【0052】素子  $S_2$  と  $S_3$  がオンしている状態から、素子  $S_2$  がオフし、素子  $S_4$  がオンすると、コンデンサ  $Cs_4$  の電圧  $V_{c4}$  によってダイオード  $DR_3$ ,  $Ds_3$ ,  $Ds_4$  が逆バイアスされ、電流  $I_0$  は、 $CSUP \rightarrow DR_2 \rightarrow Ds_2 \rightarrow S_3 \rightarrow S_4 \rightarrow Cs_4 \rightarrow DR_4 \rightarrow CSUP$  の経路で流れ、コンデンサ  $Cs_4$  の電圧を放電させる。コンデンサ  $Cs_4$  のエネルギーは定電流源  $CSUP$  に回生される。コンデンサ電圧  $V_{c4} = 0$  となったところで、再びスナバダイオード  $Ds_3$ ,  $DR_3$  が導通し、定電流源  $CSUP$  の電流  $I_0$  は、 $CSUP \rightarrow DR_2 \rightarrow Ds_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR_3 \rightarrow CSUP$  の経路で流れるようになる。この後、いつでも素子  $S_4$  をオフしてもよい状態になっている。

【0053】素子  $S_3$  と  $S_4$  がオンしている状態から、再び素子  $S_4$  がオフし、素子  $S_2$  がオンした場合、コン



デンサCs2の電圧Vc2によってダイオードDs2が逆バイアスされ、直流電流I0は、CSUP→DR2→Cs2→S2→Ds3→DR3→CSUPの経路で流れるようになる。故に、コンデンサCs2の電圧Vc2は定電流I0で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPに回生される。コンデンサ電圧Vc2=0となったところで、再びスナバダイオードDs2が導通し、定電流源CSUPの電流I0は、CSUP→DR2→Ds2→Ds3→DR3→CSUPの経路で流れるようになる。この後、いつでも素子S2をオフしてもよい状態になっている。

【0054】この3レベル出力インバータでは、

(+), (0), (-) の出力電圧を発生するが、

(+) モードから (-) モードに直接変化することはない。一旦、(0) 出力モードを介して変化するように制御する。(+) モードから (0) モードに変化するときスナバコンデンサCs3が放電し、(0) モードから (-) モードに変化するときスナバコンデンサCs4が放電し、(-) モードから (0) モードに変化するときスナバコンデンサCs2が放電し、(0) モードから

(+) モードに変化するときスナバコンデンサCs1が放電する。このように、4個のスナバコンデンサCs1~Cs4は1個ずつ放電するため、用意する定電流源CSUPの電流I0の値は1個のコンデンサの放電時間を考慮して決定すればよい。

【0055】図2は本発明の直流定電流源CSUPの具体的な実施例の構成図を示す。直流定電流源CSUPは、交流電源AC、変圧器TR、他励コンバータSS、直流リアクトルL0、電流検出器CT0、電流設定器VP、比較器C0、直流電流制御補償回路G0(S)および位相制御回路PHCで構成されている。次に、この直流定電流源C-SUPの動作を説明する。

【0056】他励コンバータSSは3相交流を直流に変換する電力変換器で、例えば、サイリスタ素子6個をブリッジ結線し、その素子の点弧位相角を制御することにより、出力電圧V0を正から負の値に変化させることができる。サイリスタの転流は交流電源電圧を利用して自然転流させる。

【0057】まず、電流検出器CT0により直流電流I0を検出し、比較器C0に入力する。比較器C0は該電流検出値I0と電流設定器VPからの電流設定値I0\*と比較し、偏差ε0=I0\*-I0を求める。該偏差ε0は制御補償回路G0(S)により増幅され、位相制御回路PHCに電圧指令e0として与えられる。位相制御回路PHCは他励コンバータSSの点弧位相角αを制御するもので、サイリスタを自然転流させるために、交流電源ACの電圧Vsに対し、交流電流isの位相αが常に遅れるように制御する。通常、余弦波制御が行われ、電圧指令e0に対し、点弧位相角α=cos<sup>-1</sup>e0となるように制御される。他励コンバータSSの出力電圧V0は交流電圧の実効値Vsと前記点弧位相角αで決定され、次式のようにな

る。

$$【0058】V0 = k \cdot Vs \cdot \cos \alpha$$

即ち、V0は前記電圧指令値e0に比例した値となる。e0が正のとき位相角αは、0° ≤ α ≤ 90° となり、出力電圧V0も正の値となる。また、e0が負のとき位相角αは、90° ≤ α ≤ 180° となり、出力電圧V0は負の値となる。V0が負の値のとき、電力は交流電源ACに回生される。

【0059】I0\* > I0のとき、偏差ε0は正の値となり、電圧指令値e0を増加させる。その結果、他励コンバータSSの出力電圧V0を図の矢印の方向に増加させ、直流電流I0を増やす。逆に、I0\* < I0となった場合、偏差ε0は負の値となり、電圧指令値e0を減少させる。(負の値にする) その結果、他励コンバータSSの出力電圧V0は図の矢印と反対方向になり、直流電流I0を減少させる。このようにして直流電流I0は指令値I0\*に一致するように制御される。電流指令値I0\*を一定値にすることにより直流電流I0は常に一定に保たれる。

【0060】図1の装置にこの直流定電流源CSUPを用いた場合、次のようにしてスナバコンデンサのエネルギーを回生することができる。即ち、直流電流I0は、通常、SS→L0→DR2→Ds2→Ds3→DR3→SSの経路で流れる。例えば、前にも述べたように、素子S2、S3がオンしている状態から、素子S3がオフし、素子S1がオンすると、スナバコンデンサCs1の電圧によりスナバダイオードDs1、Ds2及び回生用ダイオードDR2が逆バイアスされ、直流電流I0は、SS→L0→DR1→Cs1→S1→S2→Ds3→DR3→SSの経路に流れる。このとき、スナバコンデンサCs1の電圧Vc1によって直流電流I0を増加させようとするが、前述の直流電流制御回路により他励コンバータの電圧V0を負の値とし、電力を交流電源ACに回生する。即ち、Cs1のエネルギーは定電流源CSUPを介して交流電源ACに回生することができる。

【0061】他のモードも同様に、各素子のスナバコンデンサのエネルギーを定電流源CSUPを介して交流電源ACに回生することができる。図3は本発明の別の実施例を示す構成図である。ここでは、4レベル出力のインバータについてスナバエネルギー回生装置を示す。

【0062】図中、Vd1~Vd3は直流電源、LA1、LA2は電流抑制用アノードリアクトル、S1~S6は素子、D1~D6は帰還ダイオード、Dc1~Dc4はクランプ用ダイオード、Cs1~Cs6はスナバコンデンサ、Ds1~Ds6はスナバダイオード、EA1、EA2は定電圧源、DA1、DA2はアノードリアクトル電圧クランプ用ダイオード、DR1~DR6は回生用ダイオード、CSUPは直流定電流源である。

【0063】4レベル出力インバータでは、素子S1~S6が3個ずつオンする。即ち、直流電源電圧をVd1=Vd2=Vd3=Vd/3とし、Vd/2を仮想の midpoint (零

電圧)として考えた場合、インバータの出力電圧 $V_u$ は、

素子 $S_1$ と $S_2$ と $S_3$ がオンの時、 $V_u = +V_d / 2$

素子 $S_2$ と $S_3$ と $S_4$ がオンの時、 $V_u = +V_d / 6$

素子 $S_3$ と $S_4$ と $S_5$ がオンの時、 $V_u = -V_d / 6$

素子 $S_4$ と $S_5$ と $S_6$ がオンの時、 $V_u = -V_d / 2$

となる。素子が4個以上同時にオンすると、電源短絡を起こし、素子を壊してしまう。故に、素子 $S_1$ と $S_4$ は逆動作をさせ、素子 $S_2$ と $S_5$ は逆動作をさせ、素子 $S_3$ と $S_6$ は逆動作させるようにゲート信号を与える。

【0064】素子 $S_2$ と $S_3$ と $S_4$ がオンした時、負荷電流 $I_u$ の方向に関係なく出力端子 $U$ の電圧 $V_u$ はクランプ用ダイオード $D_{c1}$ 、 $D_{c3}$ を介して直流電源の $V_{d1}$ と $V_{d2}$ の接続点の電圧にクランプされる。また、素子 $S_3$ と $S_4$ と $S_5$ がオンした時、負荷電流 $I_u$ の方向に関係なく出力端子 $U$ の電圧 $V_u$ はクランプ用ダイオード $D_{c2}$ 、 $D_{c4}$ を介して直流電源の $V_{d2}$ と $V_{d3}$ の接続点の電圧にクランプされる。

【0065】アノードリアクトル $LA_1$ 、 $LA_2$ は素子 $S_1 \sim S_6$ のいずれかがオンした時の電流変化率( $di/dt$ )を抑える役目をする。又、ダイオード $DA_1$ 、 $DA_2$ および定電圧源 $EA_1$ 、 $EA_2$ はアノードリアクトル $LA_1$ 、 $LA_2$ のサージ電圧を抑える役目をする。これは前に説明した。

【0066】次に、図3の装置のスナバエネルギーの回生動作を説明する。例えば、素子 $S_2$ と $S_3$ と $S_4$ がオンしている場合(素子 $S_1$ と $S_5$ と $S_6$ はオフ)、スナバコンデンサ $Cs_1$ と $Cs_5$ と $Cs_6$ には図示の極性にそれぞれ約( $V_d/3$ )の電圧が印加されている。このとき、直

流定電流源 $CSUP$ の電流 $I_0$ は、 $CSUP \rightarrow DR3 \rightarrow Ds3 \rightarrow Ds4 \rightarrow DR4 \rightarrow CSUP$ の経路で流れている。

【0067】次に、素子 $S_4$ がオフし、素子 $S_1$ がオンすると、コンデンサ $Cs_1$ の電圧によってダイオード $Ds_1$ 、 $Ds_2$ 、 $Ds_3$ 、 $DR_2$ 、 $DR_3$ が逆バイアスされ、電流 $I_0$ は、 $CSUP \rightarrow DR_1 \rightarrow Cs_1 \rightarrow S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_3 \rightarrow Ds_4 \rightarrow DR_4 \rightarrow CSUP$ の経路で流れ、コンデンサ $Cs_1$ の電圧を放電させる。

【0068】コンデンサ $Cs_1$ の電圧 $V_{c1}$ が零になるまでの時間 $\Delta T_0$ は、電流 $I_0$ を一定値とした場合、次式のようにになる。

【0069】コンデンサ電圧 $V_{c1}=0$ となったところで、再びダイオード $Ds_3$ 、 $DR_3$ が導通し、定電流源 $CSUP$ の電流 $I_0$ は、 $CSUP \rightarrow DR_3 \rightarrow Ds_3 \rightarrow Ds_4 \rightarrow DR_4 \rightarrow CSUP$ の経路で流れるようになる。この後いつでも素子 $S_1$ をオフしてもよい状態になっている。素子 $S_1$ としては、 $\Delta T_0 = 60 \mu \text{sec}$ の最少オン時間を確保すればよい。

【0070】素子 $S_1$ と $S_2$ と $S_3$ がオンしていると

き、素子 $S_4$ と $S_5$ と $S_6$ はオフで、スナバコンデンサ $Cs_4 \sim Cs_6$ に電圧が印加されている。この状態から、再び素子 $S_1$ がオフし、素子 $S_4$ がオンした場合、コンデンサ $Cs_4$ の電圧 $V_{c4}$ によってダイオード $Ds_4$ が逆バイアスされ、直流電流 $I_0$ は、 $CSUP \rightarrow DR_3 \rightarrow Ds_3 \rightarrow S_4 \rightarrow Cs_4 \rightarrow DR_4 \rightarrow CSUP$ の経路で流れるようになる。故に、コンデンサ $Cs_4$ の電圧 $V_{c4}$ は定電流 $I_0$ で放電し、そのエネルギーは定電流源 $CSUP$ に回生される。コンデンサ電圧 $V_{c4}=0$ となったところで、再びスナバダイオード $Ds_4$ が導通し、定電流源 $CSUP$ の電流 $I_0$ は、 $CSUP \rightarrow DR_3 \rightarrow Ds_3 \rightarrow Ds_4 \rightarrow DR_4 \rightarrow CSUP$ の経路で流れるようになる。この後、いつでも素子 $S_4$ をオフしてもよい状態になっている。

【0071】他のスナバコンデンサ $Cs_2$ 、 $Cs_3$ 、 $Cs_5$ 、 $Cs_6$ の放電も同様に行われ、それらのエネルギーは定電流源 $CSUP$ に回生される。この4レベル出力インバータでは、前述のように、 $(+V_d/2)$ 、 $(+V_d/6)$ 、 $(-V_d/6)$ 、 $(-V_d/2)$ の出力電圧を発生するが、各モードは段階を経て変化するように制御される。

【0072】 $(+V_d/2)$ モードから $(+V_d/6)$ モードに変化するきスナバコンデンサ $Cs_4$ が放電し、 $(+V_d/6)$ モードから $(-V_d/6)$ モードに変化するきスナバコンデンサ $Cs_5$ が放電し、 $(-V_d/6)$ モードから $(-V_d/2)$ モードに変化するきスナバコンデンサ $Cs_6$ が放電し、 $(-V_d/2)$ モードから $(-V_d/6)$ モードに変化するきスナバコンデンサ $Cs_3$ が放電し、 $(-V_d/6)$ モードから $(+V_d/6)$ モードに変化するきスナバコンデンサ $Cs_2$ が放電し、 $(+V_d/6)$ モードから $(+V_d/2)$ モードに変化するきスナバコンデンサ $Cs_1$ が放電する。このように、6個のスナバコンデンサ $Cs_1 \sim Cs_6$ は1個ずつ放電するため、用意する定電流源 $CSUP$ の電流 $I_0$ の値は1個のコンデンサの放電時間を考慮して決定すれば良い。

【0073】図4は本発明の更に別の実施例を示す構成図である。ここでは、5レベル出力のインバータについてスナバエネルギー回生装置を示す。図中、 $V_{d1} \sim V_{d4}$ は直流電源、 $LA_1$ 、 $LA_2$ は電流抑制用アノードリアクトル、 $S_1 \sim S_8$ は素子、 $D_1 \sim D_8$ は帰還ダイオード、 $D_{c1} \sim D_{c6}$ はクランプ用ダイオード、 $Cs_1 \sim Cs_8$ はスナバコンデンサ、 $Ds_1 \sim Ds_8$ はスナバダイオード、 $EA_1$ 、 $EA_2$ は定電圧源、 $DA_1$ 、 $DA_2$ はアノードリアクトル電圧クランプ用ダイオード、 $DR_1 \sim DR_8$ は回生用ダイオード、 $CSUP$ は直流定電流源である。

【0074】5レベル出力インバータでは、素子 $S_1 \sim S_8$ が4個ずつオンする。即ち、直流電源電圧を $V_{d1} = V_{d2} = V_{d3} = V_{d4} = V_d/4$ とし、 $V_d/2$ を仮想の中心点(零電圧)として考えた場合、インバータの出力電圧 $V_u$ は、

素子 $S_1$ と $S_2$ と $S_3$ と $S_4$ がオンの時、 $V_u = +V_d/2$

素子 $S_2$ と $S_3$ と $S_4$ と $S_5$ がオンの時、 $V_u = +V_d$

/4

素子S3とS4とS5とS6がオンの時、 $V_u = 0$

素子S4とS5とS6とS7がオンの時、 $V_u = -V_d$

/4

素子S5とS6とS7とS8がオンの時、 $V_u = -V_d$   
/2

となる。素子が5個以上同時にオンすると、電源短絡を起こし、素子を壊してしまう。故に、素子S1とS5は逆動作をさせ、素子S2とS6は逆動作をさせ、素子S3とS7は逆動作をさせ、素子S4とS8は逆動作をさせるようにゲート信号を与える。

【0075】素子S2とS3とS4とS5がオンした時、負荷電流 $I_u$ の方向に関係なく出力端子Uの電圧 $V_u$ はクランプ用ダイオードDc1、Dc4を介して直流電源のVd1とVd2の接続点の電圧にクランプされる。また、素子S3とS4とS5とS6がオンした時、負荷電流 $I_u$ の方向に関係なく出力端子Uの電圧 $V_u$ はクランプ用ダイオードDc2、Dc5を介して直流電源のVd2とVd3の接続点（中点）の電圧にクランプされる。

【0076】同様に、素子S4とS5とS6とS7がオンした時、負荷電流 $I_u$ の方向に関係なく出力端子Uの電圧 $V_u$ はクランプ用ダイオードDc3、Dc6を介して直流電源のVd3とVd4の接続点の電圧にクランプされる。

【0077】アノードリアクトルLA1、LA2は素子S1～S8のいずれかがオンした時の電流変化率（ $di/dt$ ）を抑える役目をする。又、ダイオードDA1、DA2および定電圧源EA1、EA2はアノードリアクトルLA1、LA2のサージ電圧を抑える役目をする。

【0078】次に、図4の装置のスナバエネルギーの回生動作を説明する。例えば、素子S2とS3とS4とS5がオンしている場合（素子S1とS6とS7とS8はオフ）、スナバコンデンサCs1とCs6とCs7とCs8には図示の極性の極性にそれぞれ約（ $V_d/4$ ）の電圧が印加されている。このとき、直流定電流源CSUPの電流 $I_0$ は、CSUP→DR4→Ds4→Ds5→DR5→CSUPの経路で流れている。

【0079】次に、素子S5がオフし、素子S1がオンすると、コンデンサCs1の電圧によってダイオードDs1、Ds2、Ds3、Ds4、DR2、DR3、DR4が逆バイアスされ、電流 $I_0$ は、CSUP→DR1→Cs1→S1→S2→S3→S4→Ds5→DR5→CSUPの経路で流れ、コンデンサCs1の電圧を放電させる。

【0080】コンデンサCs1の電圧Vc1が零になるまでの時間 $\Delta T_0$ は、電流 $I_0$ を一定値とした場合、次式のようになる。

$$\Delta T_0 = V_{c1} \cdot C_{s1} / I_0$$

$V_{c1} = 2,000 \text{ V}$ 、 $C_s = 6 \mu\text{F}$ 、 $I_0 = 200 \text{ A}$ とした場合、 $\Delta T_0 = 60 \mu\text{sec}$ となる。

【0081】コンデンサ電圧Vc1=0となったところ

で、再びダイオードDs4が導通し、定電流源CSUPの電流

16

$I_0$ は、CSUP→DR4→Ds4→Ds5→DR5→CSUPの経路で流れるようになる。この後いつでも素子S1をオフしてもよい状態になっている。素子S1としては、 $\Delta T_0 = 60 \mu\text{sec}$ の最少オン時間を確保すればよい。

【0082】素子S1とS2とS3とS4がオンしているとき、素子S5とS6とS7とS8はオフで、スナバコンデンサCs5～Cs8に電圧が印加されている。この状態から、再び素子S1がオフし、素子S5がオンした場合、コンデンサCs5の電圧Vc5によってダイオードDs5が逆バイアスされ、直流電流 $I_0$ は、CSUP→DR4→Ds4→S5→Cs5→DR5→CSUPの経路で流れるようになる。故に、コンデンサCs5の電圧Vc5は定電流 $I_0$ で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPに回生される。コンデンサ電圧Vc5=0となったところで、再びスナバダイオードDs5が導通し、定電流源CSUPの電流 $I_0$ は、CSUP→DR4→Ds4→Ds5→DR5→CSUPの経路で流れるようになる。この後、いつでも素子S5をオフしてもよい状態になっている。他のスナバコンデンサCs2、Cs3、Cs4、Cs6、Cs7、Cs8の放電も同様に行われ、それらのエネルギーは定電流源CSUPに回生される。

【0083】この5レベル出力インバータでは、前述のように、（ $+V_d/2$ ）、（ $+V_d/4$ ）、（0）、（ $-V_d/4$ ）、（ $-V_d/2$ ）の出力電圧を発生するが、各モードは段階を経て変化するように制御される。

【0084】（ $+V_d/2$ ）モードから（ $+V_d/4$ ）モードに変化するきスナバコンデンサCs5が放電し、

（ $+V_d/4$ ）モードから（0）モードに変化するきスナバコンデンサCs6が放電し、（ $-V_d/6$ ）モードから（ $-V_d/2$ ）モードに変化するきスナバコンデンサCs6が放電し、（0）モードから（ $-V_d/4$ ）モードに変化するきスナバコンデンサCs7が放電し、（ $-V_d/4$ ）モードから（ $-V_d/2$ ）モードに変化するきスナバコンデンサCs8が放電し、（ $-V_d/2$ ）モードから（ $-V_d/4$ ）モードに変化するきスナバコンデンサCs4が放電し、（ $-V_d/4$ ）モードから（0）モードに変化するきスナバコンデンサCs3が放電し、（0）モードから（ $+V_d/4$ ）モードに変化するきスナバコンデンサCs2が放電し、（ $+V_d/4$ ）モードから（ $+V_d/2$ ）モードに変化するきスナバコンデンサCs1が放電する。このように、8個のスナバコンデンサCs1～Cs8は1個ずつ放電するため、用意する定電流源CSUPの電流 $I_0$ の値は1個のコンデンサの放電時間を考慮して決定すれば良い。

【0085】6レベル出力以上のインバータについても同様に多数のスナバコンデンサのエネルギーを1つの定電流源CSUPに回生するように構成できる。このように、本発明の電圧形自励変換器のスナバエネルギー回生装置によれば、る素子がターンオンしたときのスナバコンデンサの放電電流は定電流源CSUPからの一定電流 $I_0$ となり、従来の装置で問題となった過大な放電電流が流れること

はなくなる。しかも、3レベル以上のインバータでも1つの定電流源で簡単な構成で複数のスナバコンデンサのエネルギーを回生することが可能となる。

【0086】以上はインバータ1相分(U相)について説明したが、2相出力以上のインバータでも同様に達成することは言うまでもない。又、インバータのみならず交流を直流に変換するコンバータにも同様に適用できる。更に、定電流源CSUPとして、他励コンバータについて説明したが、自励コンバータでも同様に達成できる。要は再生能力のある定電流源であればよい。

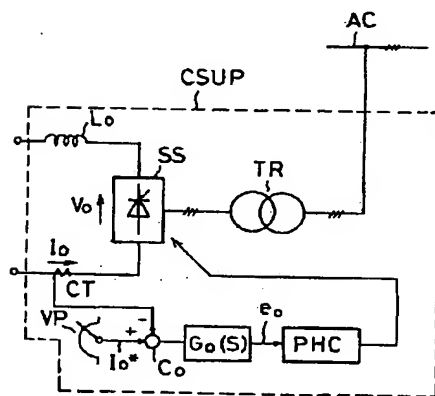
【 0 0 8 7 】

【発明の効果】以上説明のように、本発明のスナバエネルギ回生装置によれば、主回路を構成する自己消弧素子に流れる電流を増大させることと、且つスナバコンデンサ電圧の放電時間を十分短くすることが可能となり、自己消弧素子の最少オン時間を小さくすることかできる。その結果、PWM制御の制御範囲が広がり、更に、高いスイッチング周波数でも制御できるようになる。しかも3レベル出力以上インバータでも1つの定電流源で簡単に構成で複数のスナバコンデンサのエネルギーを回生することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明のスナバエネルギー回生装置の一実施例を

【圖 2】



示す構成図。

【図 2】 【図 1】 のスナバエネルギー回生装置の定電流源の具体例を示す構成図。

【図3】本発明のスナバエネルギー回生装置の別の実施例を示す構成図。

【図 4】本発明のスナバエエネルギー回生装置の更に別の実施例を示す構成図。

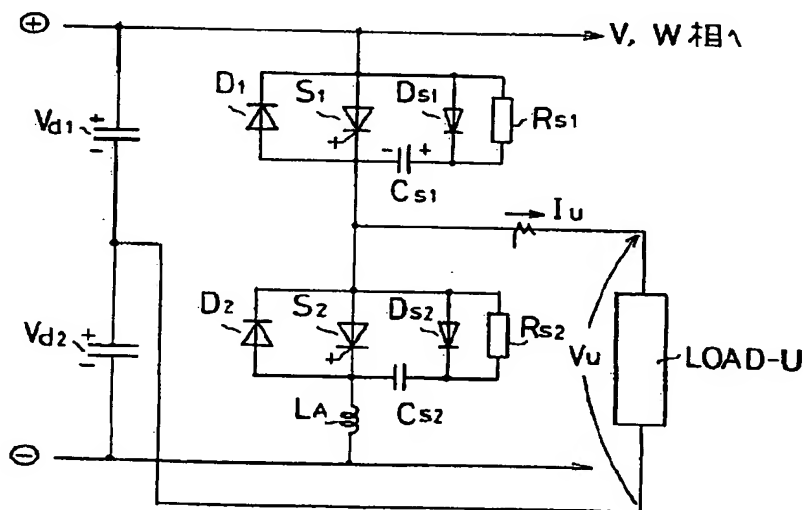
【図5】従来の電圧形インバータのスナバ回路を示す構成図。

10 【図6】従来の電圧形インバータのスナバエネルギー回生装置の構成図。

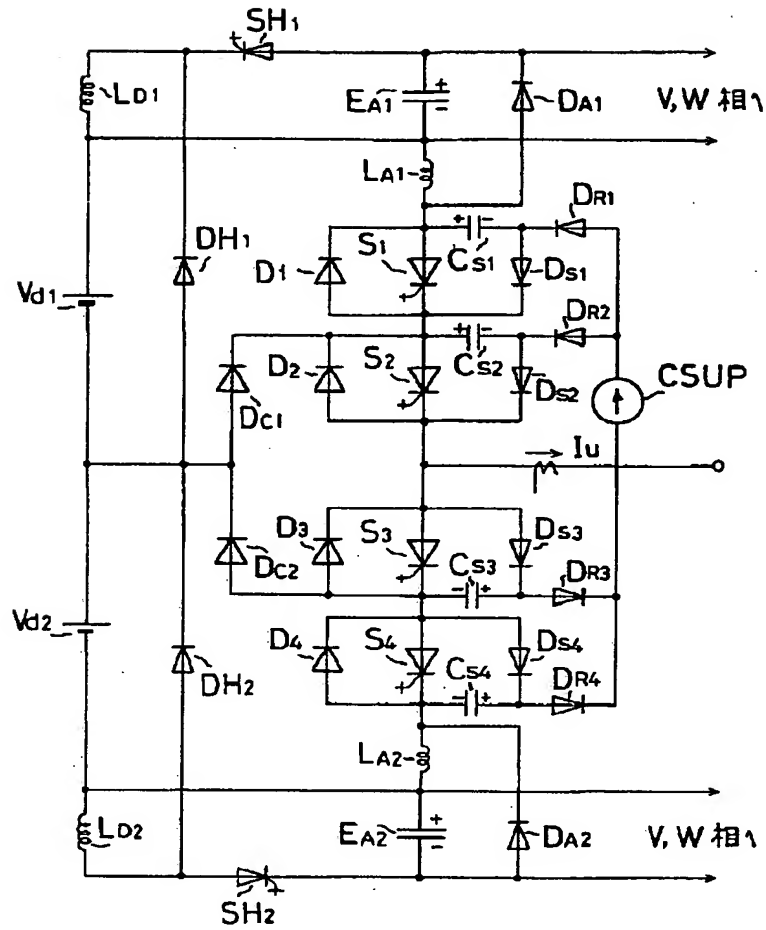
【符号の説明】

Vd1 ~ Vd4	……直流電源
LA1 ~ LA1	……アノードリアクトル
EA1, EA2	……定電圧源
DA1, DA2	……ダイオード
S1 ~ S8	……自己消弧素子
D1 ~ D8	……帰還ダイオード
LOAD	……負荷
Dc1 ~ Dc8	……クランプ用ダイオード
Cs1 ~ Cs8	……スナバコンデンサ
D1 ~ Ss8	……スナバダイオード
DR1 ~ DR6	……回生用ダイオード

【図5】



【図1】



The diagram shows a three-phase bridge rectifier on the left and a three-phase inverter on the right, connected by a common DC link. The rectifier consists of six diodes labeled  $D_1$  through  $D_6$ . The inverter consists of six IGBTs labeled  $S_1$  through  $S_6$ , each with an anti-parallel diode labeled  $D_{S1}$  through  $D_{S6}$ . The DC link between the two bridges contains an inductor  $L_{A1}$  and a capacitor  $C_{SUP}$ . The inverter is supplied by three DC voltage sources  $V_{d1}$ ,  $V_{d2}$ , and  $V_{d3}$ . The output of the inverter is connected to a three-phase load represented by a star symbol with current  $I_u$  and voltage  $U$ . The inverter is also connected to a three-phase AC source  $E_{A1}$  through a line inductor  $LA2$ . The output current of the inverter is  $I_o$ .

The diagram illustrates a 4-quadrant converter circuit. It features a central bridge-like structure with eight thyristors ( $S_1$  through  $S_8$ ) and eight diodes ( $D_1$  through  $D_8$ ). The thyristors are arranged in a central column, with diodes on either side. Each thyristor is associated with a diode, forming eight thyristor-diode pairs. The circuit is powered by a DC source  $V_d$  (represented by four cells  $V_{d1}$ ,  $V_{d2}$ ,  $V_{d3}$ , and  $V_{d4}$ ) and an AC source  $E_A$  (represented by two cells  $E_{A1}$  and  $E_{A2}$ ). The output current  $I_o$  is shown flowing out of the load, which is connected to the bridge output. The load is represented by a circle with an upward arrow and the label  $CSUP$ . The circuit also includes several capacitors ( $C_{S1}$  through  $C_{S8}$ ) and inductors ( $LA1$  and  $LA2$ ). The thyristors are labeled  $S_1$  through  $S_8$  and the diodes are labeled  $D_1$  through  $D_8$ . The diodes are also labeled  $D_{C1}$  through  $D_{C8}$  and  $D_{S1}$  through  $D_{S8}$ . The thyristors are labeled  $S_1$  through  $S_8$  and the diodes are labeled  $D_1$  through  $D_8$ . The diodes are also labeled  $D_{C1}$  through  $D_{C8}$  and  $D_{S1}$  through  $D_{S8}$ . The thyristors are labeled  $S_1$  through  $S_8$  and the diodes are labeled  $D_1$  through  $D_8$ . The diodes are also labeled  $D_{C1}$  through  $D_{C8}$  and  $D_{S1}$  through  $D_{S8}$ .

